

**О. В. Сытник, С. А. Масалов, Г. П. Почанин**

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины*

*12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина*

E-mail: [ssvp11@ire.kharkov.ua](mailto:ssvp11@ire.kharkov.ua)

## АЛГОРИТМ ГОМОМОРФНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ГЕОРАДАРА

В работе исследована актуальная проблема измерения толщины приповерхностных слоев зондируемой среды с помощью георадарных радиолокационных систем при строгих ограничениях на минимальную длительность зондирующего видеоимпульса и наличии интенсивных интерференционных помех, обусловленных резонансными эффектами в антенне и многократными переотражениями зондирующего сигнала от границ раздела сред. Традиционные корреляционно-экстремальные методы обработки сигналов не позволяют получить разрешение меньше, чем половина суммарной длительности импульса. Преодолеть это ограничение возможно применением нелинейных методов гомоморфной обработки сигналов георадара. Теоретически и экспериментально показано, что при применении сверхширокополосных зондирующих сигналов нелинейная обработка отраженных от приповерхностных слоев среды сигналов дает возможность идентифицировать границы раздела структур на глубинах вплоть до 5 % от длительности импульса. На основе метода кепстрального анализа синтезирован алгоритм обработки сигналов видеоимпульсного георадара. С помощью быстрого преобразования Фурье вычисляется амплитудный спектр сигналов, результат подвергается логарифмированию и вычисляется обратное преобразование Фурье, содержащее кепстр зондирующего сигнала и дискретный линейчатый кепстр сигнала задержки, анализ которого при относительно высоких соотношениях сигнал/шум позволяет вычислить оценку толщины слоя. Приведены результаты моделирования. Обсуждается проблема влияния шумов на ошибки идентификации подповерхностных объектов. Ил. 6. Библиогр.: 16 назв.

**Ключевые слова:** спектр, кепстр, сверхширокополосный сигнал, георадар, импульс, граница раздела сред, быстрое преобразование Фурье, амплитудный спектр, идентификация.

В теории и технике подповерхностной радиолокации, особенно быстро развивающейся в последние десятилетия, наметилась тенденция перехода от универсальных георадаров, предназначенных для решения одновременно широкого круга задач, к специализированным радиолокационным системам. Практика показывает, что существует много задач, решение которых могут обеспечить недорогие георадары, собранные по упрощенным, но в то же время оптимизированным для решения конкретной задачи схемам. Большинство потребителей георадаров, как правило, нуждаются в повседневном решении одной специфической задачи, например, такой как неразрушающая диагностика строительных конструкций с целью обнаружения скрытых трещин или своевременное выявление дефектов дорожного покрытия.

Информация об искомом объекте содержится в градиенте диэлектрической проницаемости среды, вызывающем отражение и рассеивание электромагнитных волн. Для этих целей используют радары, формирующие сверхширокополосные (СШП) зондирующие сигналы. Такой сигнал представляет собой наносекундный видеоимпульс с пикосекундными фронтами. Применение георадаров с СШП зондирующими сигналами для обнаружения и идентификации неоднородностей диэлектрической проницаемости в средах со значительным поглощением и дисперсией выдвигает ряд специфических требований к методам обработки отраженных сигналов [1–6]. В частности, скорость распространения радиоволн в дисперсионных неоднородных средах не является величиной постоянной [7], что обуславливает трудности

в определении истинных расстояний до искомых объектов.

Как правило, большая часть земных покровов состоит из сред, обладающих значительной дисперсией и поглощением, которые меняются с изменением содержания влаги в слоях вдоль трассы распространения сигнала. Кроме того, для получения высокого разрешения по глубине зондирования в георадарах приходится применять пикосекундные видеоимпульсы для ударного возбуждения антенны перепадом напряжения. В результате резонансных эффектов антенна формирует знакопеременный затухающий цуг электромагнитных волн (рис. 1), значительно (в несколько раз) превышающий по длительности возбуждающий видеоимпульс, чем и ограничивает разрешающую способность георадара по глубине подповерхностного зондирования.

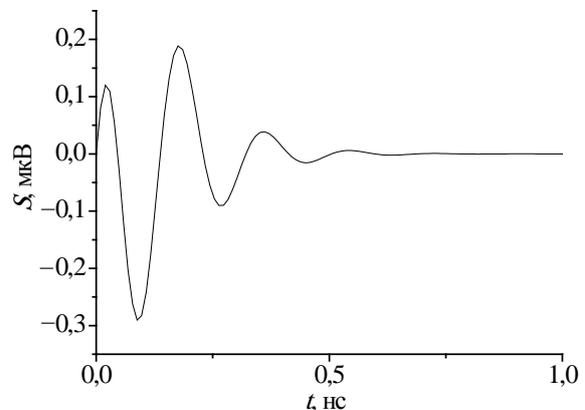


Рис. 1. Примерный вид колебаний в антенне георадара при ее возбуждении видеоимпульсом

Для ряда практически важных приложений эта особенность георадара создает почти непреодолимые проблемы. Характерным примером является задача зондирования покрытий автомобильных дорог, где толщины слоев могут составлять от десятков до единиц сантиметров.

Наличие двух близко расположенных границ слоев создает интерференционную картину (рис. 2), по которой практически невозможно произвести измерения расстояний до каждой из границ.

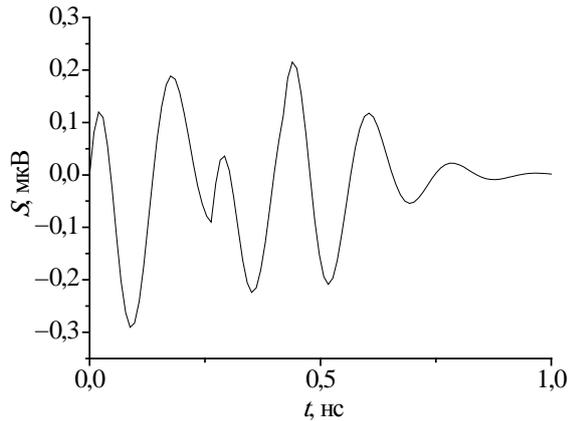


Рис. 2. Результат отражения сигналов от близко расположенных подповерхностных слоев грунта

Радиолокационное изображение в такой ситуации содержит множество перекрывающихся темных и светлых полос (рис. 3), затрудняющих идентификацию исследуемых объектов.



Рис. 3. Фрагмент приповерхностной части радиолокационного изображения двухслойного участка при корреляционно-экстремальной обработке отраженных сигналов

Очевидно, что при корреляционно-экстремальной обработке [8, 9] отраженных сигналов радиолокационное изображение такого участка дороги теряет практический смысл, так как измерить толщину слоя или обнаружить дефекты покрытия на столь малых расстояниях невозможно.

**1. Постановка задачи.** Решение проблемы для ряда частных случаев можно найти, если учесть тот факт, что расстояние от поверхности асфальта (если в качестве объекта зондирования выбрана автодорога) до его нижней границы невелико (примерно единицы или десятки сантиметров). В результате уровень отраженного сигнала на входе приемника георадара на 20...30 дБ

превосходит уровень собственного шума приемника. При таких соотношениях сигнал/шум оказываются эффективными алгоритмы нелинейной гомоморфной обработки сигналов [9–12].

Для того чтобы избежать громоздких математических соотношений, но сохранить общность анализа, рассмотрим сигнал одной строки глубинного профиля видеоимпульсного георадара [5]

$$y(t) = x(t) + \alpha x(t - \tau) + n(t), \quad (1)$$

где  $x(t)$  – зондирующий сигнал со спектральной плотностью  $\dot{F}_x(\omega)$ ;  $\alpha < 1$  – коэффициент затухания сигнала при его распространении в среде;  $\tau$  – задержка сигнала на время, необходимое на распространение зондирующего сигнала до отражающей подповерхностной границы и обратно;  $n(t)$  – реализация шума со спектральной плотностью  $\dot{N}(\omega)$  и нулевым матожиданием.

Оценке подлежит параметр  $\tau$ . Если толщина слоя зондируемой среды такова, что выполняется условие

$$\tau \gg \tau_p, \quad (2)$$

где  $\tau_p$  – общая длительность зондирующего сигнала в среде распространения с учетом резонансных эффектов в антенне, то параметр  $\tau$  может быть вычислен с помощью ряда хорошо известных в статистической радиофизике методов [13–15]. Однако для ряда практически важных случаев, когда условие (2) не выполняется, а знак неравенства меняется на противоположный, классические методы оценивания задержки не работоспособны.

**2. Кепстральный подход к оцениванию задержки сигнала.** Наблюдаемый сигнал (1) в спектральной области может быть выражен следующим образом:

$$\dot{F}_y(\omega) = \dot{F}_x(\omega)(1 + \alpha e^{-j\omega\tau}) + \dot{N}(\omega). \quad (3)$$

Квадрат модуля (3) будет иметь вид

$$\begin{aligned} |\dot{F}_y(\omega)|^2 &= (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 + 2\alpha |\dot{F}_x(\omega)|^2 \cos(\omega\tau) + \\ &+ |\dot{N}(\omega)|^2 + (1 + \alpha e^{-j\omega\tau}) \dot{F}_x(\omega) \dot{N}^*(\omega) + \\ &+ (1 + \alpha e^{-j\omega\tau}) \dot{F}_x^*(\omega) \dot{N}(\omega), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $*$  – символ комплексного сопряжения.

Как видно из (4), спектр наблюдаемого процесса содержит перекрестные спектральные компоненты  $\dot{F}_x(\omega)$  и  $\dot{N}(\omega)$ , которые при обработке сигналов являются помехой. Обозначим перекрестные спектральные компоненты как  $\dot{F}_{xn}(\omega)$  и выразим их через реальную и мнимую части:

$$\begin{aligned} \dot{F}_{xn}(\omega) = & 2[\operatorname{Re}\{\dot{F}_x(\omega)\} + \alpha \operatorname{Re}\{\dot{F}_x(\omega)\} \cos(\omega\tau) + \\ & + \alpha \operatorname{Im}\{\dot{F}_x(\omega)\} \sin(\omega\tau)] \operatorname{Re}\{\dot{N}(\omega)\} + \\ & + [\operatorname{Im}\{\dot{F}_x(\omega)\} + \alpha \operatorname{Im}\{\dot{F}_x(\omega)\} \cos(\omega\tau) - \\ & - \alpha \operatorname{Re}\{\dot{F}_x(\omega)\} \sin(\omega\tau)] \operatorname{Im}\{\dot{N}(\omega)\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Путем очевидных преобразований упростим (5), одновременно обозначив

$$\begin{aligned} A = & \operatorname{Re}\{\dot{F}_x(\omega)\} + \alpha \operatorname{Re}\{\dot{F}_x(\omega)\} \cos(\omega\tau) + \\ & + \alpha \operatorname{Im}\{\dot{F}_x(\omega)\} \sin(\omega\tau), \\ B = & \operatorname{Im}\{\dot{F}_x(\omega)\} + \alpha \operatorname{Im}\{\dot{F}_x(\omega)\} \cos(\omega\tau) - \\ & - \alpha \operatorname{Re}\{\dot{F}_x(\omega)\} \sin(\omega\tau). \end{aligned}$$

Очевидно, что

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 = & |\dot{F}_x(\omega)|^2 (1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(\omega\tau)), \\ \beta = & 2\alpha(1 + \alpha^2)^{-1}, \\ |\dot{R}(\omega)|^2 = & \left\{ 1 + |\dot{N}(\omega)|^2 \left[ (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 \right]^{-1} \right\}^{-1}, \end{aligned}$$

$$|\dot{Z}(\omega)|^2 = |\dot{F}_{xn}(\omega)| \left[ A^2 + B^2 + |\dot{N}(\omega)|^2 \right]^{-1}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} |\dot{F}_y(\omega)|^2 = & \left[ (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 \left[ 1 + |\dot{N}(\omega)|^2 \right] \times \right. \\ & \times \left. \left[ (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 \right]^{-1} \left[ 1 + \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \cos(\omega\tau) \right] \times \right. \\ & \times \left. \left[ 1 + |\dot{Z}(\omega)|^2 \right] \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Прологарифмируем левую и правую части (6), получим

$$\begin{aligned} \ln\left(|\dot{F}_y(\omega)|^2\right) = & \ln\left\{(1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2\right\} + \\ & + \ln\left\{1 + |\dot{N}(\omega)|^2 \left[ (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 \right]^{-1}\right\} + \\ & + \ln\left\{1 + \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \cos(\omega\tau)\right\} + \ln\left\{1 + |\dot{Z}(\omega)|^2\right\}. \end{aligned} \quad (7)$$

Анализ (7) показывает, что первое слагаемое представляет собой детерминированный член, независящий от  $\tau$ . Второе и последнее слагаемые (7) содержат перекрестные спектры сигнала и помехи, что является прямой помехой для выделения информации о задержке. В слагаемом  $\ln\left\{1 + \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \cos(\omega\tau)\right\}$  функция  $\dot{R}(\omega)$  есть ни что иное, как модуляция шумом кепстра задержки. Преобразуем (7) путем разложения последних двух слагаемых по формуле [16]:

$$\ln(1+x) = \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{x^k}{k}.$$

В результате получаем

$$\begin{aligned} \ln\left(|\dot{F}_y(\omega)|^2\right) = & \ln\left\{(1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2\right\} + \\ & + \ln\left\{1 + |\dot{N}(\omega)|^2 \left[ (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 \right]^{-1}\right\} + \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ (-1)^{k+1} D_k(\omega) \cos(k\omega\tau) \right] + \\ & + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{l+1}}{l} |\dot{Z}(\omega)|^{2l}, \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} D_0(\omega) = & \frac{\left\{ \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \right\}^2}{4} + \frac{\left\{ \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \right\}^4}{32} + \dots; \\ D_1(\omega) = & \beta |\dot{R}(\omega)|^2 + \frac{\left\{ \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \right\}^3}{4} + \frac{\left\{ \beta |\dot{R}(\omega)|^2 \right\}^5}{8} + \dots \end{aligned}$$

Обратное преобразование Фурье от (8) дает

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}^{-1}\left\{\ln|\dot{F}_y(\omega)|^2\right\} = & \mathfrak{T}^{-1}\left\{\ln(1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2\right\} + \\ & + \mathfrak{T}^{-1}\left\{\ln\left\{1 + |\dot{N}(\omega)|^2 \left[ (1 + \alpha^2) |\dot{F}_x(\omega)|^2 \right]^{-1}\right\}\right\} + \\ & + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{l+1}}{l} d_l(t) - \\ & - \left\{ \frac{\beta^2}{4} C_2(t) + \frac{3}{32} \beta^4 C_4(t) + \frac{5}{96} \beta^6 C_6(t) + \dots \right\} + \\ & + 0,5 \left\{ \beta b(t-\tau) + \frac{\beta^3}{4} C_3(t-\tau) + \frac{\beta^5}{8} C_5(t-\tau) + \dots \right\} - \\ & - 0,5 \left\{ \frac{\beta^2}{4} C_2(t-2\tau) + \frac{\beta^2}{8} C_4(t-2\tau) + \right. \\ & + \frac{5}{64} \beta^6 C_6(t-2\tau) + \dots \left. \right\} + 0,5 \left\{ \frac{\beta^3}{12} C_3(t-3\tau) + \right. \\ & + \frac{\beta^5}{16} C_5(t-3\tau) + \dots \left. \right\} - 0,5 \left\{ \frac{\beta^6}{192} C_6(t-6\tau) + \dots \right\}, \end{aligned} \quad (9)$$

где  $\mathfrak{T}^{-1}\{\dot{R}(\omega)\} = b(t)C_1(t)$ , а  $d_l(t)$  и  $C_l(t)$  представляют собой соответствующие свертки процесса  $x(t)$  с  $b(t)$  и  $C(t)$  соответственно.

Анализ соотношения (9) показывает, что однозначно идентифицировать местоположение на оси времени пика кепстра, который соответствует истинной задержке сигнала  $\tau$ , при наличии шума весьма затруднительно. Фактически после преобразования (9) следующим этапом обработки является решение статистической задачи выделе-

ния детерминированного сигнала на фоне флуктуационной помехи, статистические характеристики которой необходимо предварительно оценить.

**3. Оценка статистических свойств помех.** Изначально в (1) шум  $n(t)$  являлся гауссовым стохастическим процессом с известной спектральной плотностью и нулевым матожиданием. Очевидно, что плотность вероятности процесса  $n(t)$  может быть представлена в виде [13]

$$W(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n^2(t)}{2\sigma^2}}.$$

После применения преобразования Фурье к соотношению (1) плотность вероятности помехи можно записать как

$$W(N_r(\omega), N_i(\omega)) = \frac{\exp\left\{-\frac{[N_r^2(\omega) + N_i^2(\omega)]}{|\dot{N}(\omega)|^2}\right\}}{\pi|\dot{N}(\omega)|^2}. \quad (10)$$

где  $N_r(\omega), N_i(\omega)$  – реальная и мнимая компоненты спектра шума соответственно.

Из (10) следует, что результирующий помеховый процесс в спектральной области представляет собой процесс с распределением  $\chi^2$  [15] и двумя степенями свободы. После нелинейного логарифмического преобразования исходный шумовой процесс стал шумом вида

$$\dot{N}(\omega) = (1 + \alpha^2) \dot{F}_x(\omega) \{e^{\dot{C}(\omega)} - 1\},$$

$$\text{где } \dot{C}(\omega) = \ln\left\{1 + \dot{N}(\omega) [(1 + \alpha^2) \dot{F}_x(\omega)]^{-1}\right\}.$$

Плотность вероятности такого шума

$$W(\dot{N}(\omega)) = \begin{cases} \dot{\chi}(\omega) \exp\{\dot{C}(\omega) - \dot{\chi}(\omega) \exp(\dot{C}(\omega) - 1)\} & C \geq 0, \\ 0 & C < 0, \end{cases} \quad (11)$$

где  $\dot{\chi}(\omega) = (1 + \alpha^2) \dot{F}_x(\omega) [\dot{N}(\omega)]^{-1}$  – взвешенное с коэффициентом  $(1 + \alpha^2)$  соотношение спектральной плотности сигнала к спектральной плотности шума.

Плотность вероятности комбинационных компонент кепстра имеет вид

$$W(R(\omega)) = \left\{ \frac{\chi(\omega)}{R^2(\omega)} e^{-\chi(\omega)(R^{-1}(\omega)-1)} \right\}. \quad (12)$$

Выражения (11) и (12) представляют собой негауссовские плотности распределения вероятностей процессов, каждый из которых может быть использован для точечных оценок отношений сигнал/шум в пределах определения функции  $\chi(\omega)$  в (11). Семейство функций

$W(R(\omega))$  при различных значениях  $\chi(\omega)$  приведено на рис. 4.

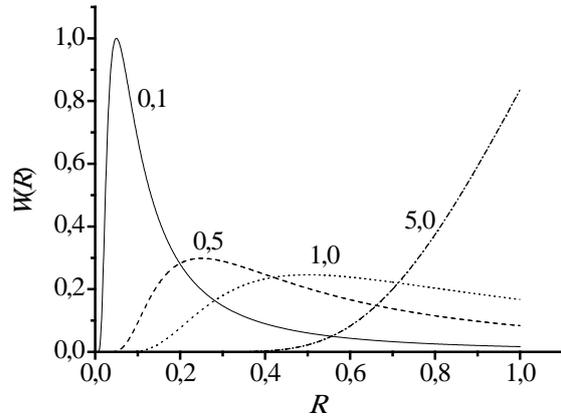


Рис. 4. Семейство распределений функции  $W(R)$  при различных значениях  $\chi(\omega)$

Следует отметить, что при низких соотношениях сигнал/шум основные значения  $W(R(\omega))$  сосредоточены вблизи нулевых значений аргумента. В силу зависимости всех входящих в соотношение (12) функций от частоты высокочастотные компоненты кросс-кепстра в наибольшей степени подвержены маскированию помехой. Это обстоятельство накладывает серьезные ограничения на возможность применения кепстрального подхода к «сверхразрешению» приповерхностных слоев в случае явно выраженных многослойных структур с близко расположенными границами, поскольку периодический кепстр задержек отраженного сигнала быстро убывает вдоль трассы распространения сигнала. Тем не менее, для простых структур с двумя границами раздела метод кепстральной обработки дает хорошие результаты.

**4. Структура алгоритма обработки сигналов.** На рис. 5 показана обобщенная структурная схема алгоритма гомоморфной обработки сигналов георадара.

Выходной сигнал локатора подвергается преобразованию Фурье, затем производится вычисление квадрата модуля спектра и его логарифмирование. Результат этой операции подвергается обратному преобразованию Фурье, обеспечивая тем самым формирование кепстра сигнала на входе порогового устройства. Пороговое устройство предназначено для решения задачи обнаружения первого пика линейчатого кепстра сигнала, задержанного на время распространения его до нижней границы зондируемого слоя и обратно к приемнику. Выбор порога осуществляется в соответствии с методом максимума правдоподобия [13] при фиксированной функции распределения вероятностей (12).

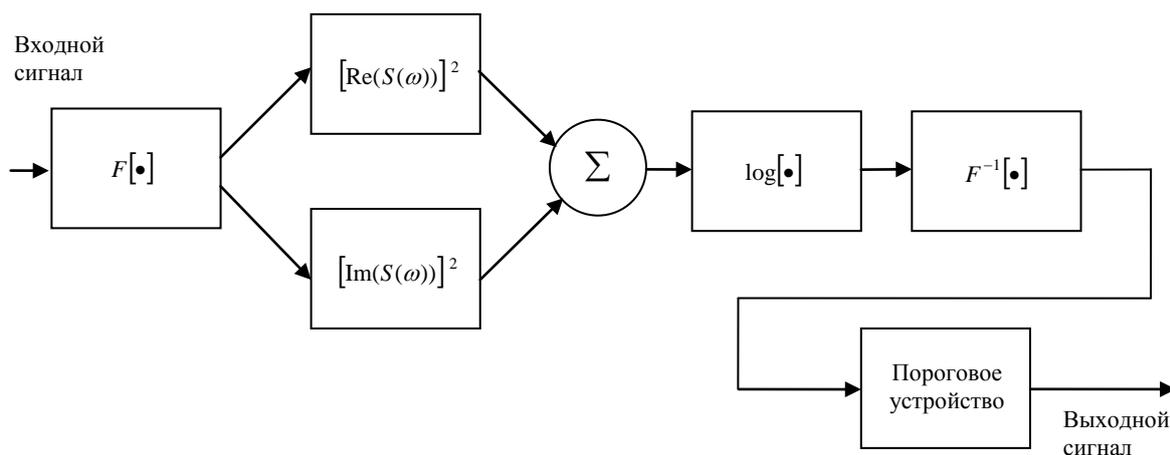


Рис. 5. Структура алгоритма гомоморфной обработки сигналов георадара

Результат обработки изображения (рис. 3), выполненной с помощью такой процедуры, показан на рис. 6.



Рис. 6. Фрагмент приповерхностной части радиолокационного изображения двухслойного участка при кепстральной обработке отраженных сигналов

Сравнение рис. 3 и 6 показывает, что границы приповерхностного слоя разрешены, чего практически невозможно достичь при корреляционно-экстремальных алгоритмах обработки сигналов.

**Выводы.** Результат обработки наглядно демонстрирует, что при относительно больших соотношениях сигнал/шум нелинейная гомоморфная обработка сигналов позволяет повысить разрешающую способность георадара по глубине вплоть до 5 % от длительности импульса, что невозможно при применении традиционных спектрально-корреляционных алгоритмов. Однако следует учесть, что это оказывается возможным на небольшой глубине в приповерхностных слоях. Ограничения на разрешающую способность обусловлены тем, что скорость убывания огибающей кепстра сигнала является конечной величиной и при временах задержки отраженного сигнала менее 5 % от длительности зондирующего импульса первый пик кепстра задержки оказывается скрытым под огибающей кепстра зондирующего сигнала.

Еще один фактор, ограничивающий область применения алгоритма, обусловлен зависимостью всех входящих в соотношение (12) функций от частоты. Очевидно, что высокочастотные компоненты кросс-кепстра в наибольшей степени подвержены маскированию помехой. Это обстоя-

тельство накладывает серьезные ограничения на возможность применения кепстрального подхода к «сверхразрешению» приповерхностных слоев в случае явно выраженных многослойных структур с близко расположенными границами, поскольку периодический кепстр задержек отраженного сигнала быстро убывает вдоль трассы распространения сигнала.

Один из возможных путей снижения влияния флуктуационных помех на процедуру идентификации границ отражающих подповерхностных структур состоит в предварительном, так называемом оконном, взвешивании функции логарифма квадрата модуля спектра исходного сигнала. Эта процедура применяется перед применением обратного преобразования Фурье. Однако при этом происходит снижение потенциальной разрешающей способности в зависимости от свойств выбранного окна.

Несмотря на то, что результат достигается за счет существенного усложнения процедуры обработки, такой подход имеет большое значение для ряда практических задач. Применение относительно мощных по современным понятиям вычислительных систем позволяет нивелировать этот недостаток и выполнять обработку сигналов в реальном масштабе времени. Использование георадаров со встроенной в программное обеспечение гомоморфной обработкой сигналов позволит сэкономить средства при проведении дорожно-ремонтных работ, строительстве новых дорог, при диагностике и неразрушающем контроле строительных конструкций и решении ряда других практически важных задач.

Работа выполнена в рамках проекта «Радиолокационный мониторинг технического состояния подповерхностной части инженерных сооружений (2013–2015 гг.)» по программе НАН Украины «Ресурс».

## Библиографический список

1. *Вопросы подповерхностной радиолокации* / под ред. А. Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.
2. *Финкельштейн М. И.* Радиолокация слоистых земных покровов / М. И. Финкельштейн, В. Л. Мендельсон, В. А. Кутев. – М.: Сов. радио, 1977. – 176 с.
3. *Биорадиолокация* / под ред. А. С. Бугаева, С. И. Ивашова, И. Я. Иммореева. – М.: Из-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. – 396 с.
4. *Masalov S. A.* Wavelet UWB signal processing for underground sounding systems / S. A. Masalov, O. V. Sytnik, V. P. Ruban // Proc. Int. Conf. "Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals". – Sevastopol, 2012. – P. 123–125.
5. *Определение толщин слоев дорожной одежды методом георадиолокационного зондирования* / Д. О. Батраков, А. Г. Батракова, Д. В. Головин и др. // Физические основы приборостроения. – 2012. – 3, № 2. – С. 46–56.
6. *GPR for pavement monitoring* [Electron resource] / G. P. Pochanin, V. P. Ruban, P. V. Kholod et al. // J. of Radio Electron. – 2013. – N 1. – Mode of access: [www/URL: http://jre.cplire.ru/alt/jan13/8/text.pdf](http://jre.cplire.ru/alt/jan13/8/text.pdf). – Title from the screen.
7. *Ulaby F. T.* Microwave Remote Sensing Active and Passive. Vol. II. Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory / F. T. Ulaby, R. K. Moor, and A. K. Fung. – Reading, Massachusetts: Addison-Wesley, 1982. – 628 p.
8. *Cook J. C.* Proposed monocyclus-pulse very high frequency radar for airborne ice and snow measurement / J. C. Cook // Trans. AIEE Commun. Electron. – 1960. – № 79. – P. 588–594.
9. *Noll A. M.* Cepstrum Pitch Determination / A. Michel Noll // J. Acoust Soc. Am. – 1967. – 41, N 2. – P. 287–293.
10. *Kemerait R. C.* Signal detection and extraction by Cepstrum techniques / R. C. Kemerait, D. G. Childers // IEEE Trans. Inform. Theory. – 1972. – IT-18, N 1. – P. 745–759.
11. *Hassah J. C.* Time delay processing near the ocean surface / J. C. Hassah // J. Sounds and Vibration. – 1994. – 35, N 4. – P. 489–501.
12. *Sytnik O. V.* Textural Analysis of Cepstrum Images of Subsurface Structure / O. V. Sytnik // Telecommunications and Radio Engineering. – 2011. – 70, N 1. – P. 87–94.
13. *Левин Б. Р.* Теоретические основы статистической радиотехники: в 3 кн. – М.: Сов. радио, 1974–1976. – Кн. 1. – 550 с.; кн. 2. – 391 с.; кн. 3. – 285 с.
14. *Репин В. Г.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский. – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.
15. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения оценок и модуляции: в 3 т. / Г. ван Трис; пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1972–1977. – Т. 1. – 744 с.; Т. 2. – 343 с.; Т. 3. – 662 с.
16. *Бронштейн И. Н.* Справочник по математике / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М.: Наука, 1980. – 976 с.

Рукопись поступила 27.10.2015.

O. V. Sytnik, S. A. Masalov, G. P. Pochanin

## HOМOMOPHIC SIGNAL PROCESSING ALGORITHM OF GROUND PENETRATION RADAR

The actual problem of measuring the thickness of the surface layers of the soil using GPR radar systems under stringent

restrictions on the minimum length of a video pulse and under the presence of the noise caused by resonance effects in antenna and multiple reflections of the sounding signal from the boundaries between media has been studied. Traditional extreme correlation signal processing methods do not provide the resolution less than half of the total duration of the pulse. To overcome this limitation is possible by using nonlinear methods, for example the homomorphic signal processing. The possibility of high resolution of subsurface stratified media boundaries by using non-linear homomorphic digital signal processing of reflections is proved theoretically and experimentally. The proposed method has used the non-linear spectrum transformation of ultra wideband sounding signals. It allows getting resolution approximately to 5 % of pulse duration instead of limitation of the traditional correlation method of signal processing. The FFT algorithm is used to calculate the amplitude spectrum of the signal, the result is subjected to logarithms and then the inverse Fourier transform is computed, to get a signal's cepstrum containing the probe signal and digital signal delay. The analysis of cepstrum at a relatively high signal to noise ratio allows one to calculate the estimate of the thickness of the layer. The results of simulations and experimental data processing are also shown.

**Key words:** spectrum, cepstrum, ultra-wideband signal, ground penetrating radar, pulse, boundary between the media, fast Fourier transformation, amplitude spectrum, identification.

О. В. Ситнік, С. О. Масалов, Г. П. Почанін

## АЛГОРИТМ ГОМОМОРФНОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ГЕОРАДАРА

У роботі досліджено актуальну проблему вимірювання товщини приповерхневих шарів зондованого середовища за допомогою георадарних радіолокаційних систем при жорстких обмеженнях на мінімальну тривалість зондуючого відеоімпульсу і наявності інтенсивних інтерференційних завад, зумовлених резонансними ефектами в антені та багаторазовими перевідбиваннями зондуючого сигналу від меж розділу середовищ. Традиційні кореляційно-екстремальні методи обробки сигналів не дозволяють отримати розділення менше, ніж половина сумарної тривалості імпульсу. Подолати це обмеження можливо застосуванням нелінійних методів гомоморфної обробки сигналів георадара. Теоретично та експериментально показано, що при застосуванні надширокопasmових зондуючих сигналів нелінійна обробка відбитих від приповерхневих шарів середовища сигналів дає можливість ідентифікувати межі розділу структур на глибинах аж до 5 % від тривалості імпульсу. На основі методу кепстрального аналізу синтезований алгоритм обробки сигналів відеоімпульсного георадара. За допомогою швидкого перетворення Фур'є обчислюється амплітудний спектр сигналів, результат піддається логарифмуванню, обчислюється обернене перетворення Фур'є, яке містить кепстр зондуючого сигналу і дискретний лінійчастий кепстр сигналу затримки, аналіз якого при відносно високих співвідношеннях сигнал/шум дозволяє обчислити оцінку товщини шару. Наведено результати моделювання. Обговорюється проблема впливу шумів на помилки ідентифікації підповерхневих об'єктів.

**Ключові слова:** спектр, кепстр, надширокопasmовий сигнал, георадар, імпульс, межа розділу середовищ, швидке перетворення Фур'є, амплітудний спектр, ідентифікація.